

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415729

基于比例谐振自抗扰控制的电机谐波抑制与噪声优化^{*}李佳润¹ 陈勇² 陈光¹ 邱子桢³ 赵磊¹ 张黎明¹(1. 河北工业大学天津市新能源汽车动力传动与安全重点实验室 天津 300130; 2. 广西大学机械工程学院 南宁 530004;
3. 中国汽车技术研究中心有限公司 天津 300300)

摘要: 针对驱动电机逆变器非线性、反电动势波形非正弦等因素所引入的大量低频谐波,提出了一种比例谐振自抗扰控制策略,该方法可以更为全面地抑制电流谐波,同时引入谐振调节可以对特定频率谐波进行更好地抑制。首先,建立了电机系统数学模型,基于麦克斯韦张量法,推导了电磁力的解析式,分析得出5、7次谐波会对电机的转矩脉动与电磁噪声性能产生恶化;其次,建立了 Simulink&Jmag 多物理场协同仿真模型,对谐波抑制前后的转矩脉动与电磁噪声进行仿真分析,验证了理论解析的正确性。最后,搭建实验平台对施加策略前后采集的电流与电磁噪声结果进行分析。结果表明,所构建的控制策略对低频主要阶次的谐波成分有较好的抑制效果,优化了电机的低频噪声特性。

关键词: 永磁同步电机;谐波抑制;比例谐振自抗扰控制;多物理场仿真;电磁噪声

中图分类号: TM341;TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

Harmonic suppression and noise optimization of electric machines based on proportional resonance self-immunity control

Li Jiarun¹ Chen Yong² Chen Guang¹ Qiu Zizhen³ Zhao Lei¹ Zhang Liming¹(1. Tianjin Key Laboratory of Power Transmission and Safety Technology for New Energy Vehicles, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. School of Mechanical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China;
3. China Automotive Technology and Research Center Co., Ltd., Tianjin 300300, China)

Abstract: A proportional resonance self-immunity control strategy is proposed to solve the problem of a large number of low-frequency harmonics caused by the nonlinearity of the drive motor inverter and the non-sinusoidal waveform of the back electromotive force. This strategy can suppress the current harmonics more comprehensively, while the introduction of resonance control can provide better suppression of specific frequency harmonics. A mathematical model of the motor system is established. Based on the Maxwell tensor method, the analytical equation of the electromagnetic force is deduced. It is analyzed that the 5th and 7th harmonics will deteriorate the performance of the motor in terms of torque pulsation and electromagnetic noise. A multi-physical field co-simulation model using Simulink and Jmag is established. Simulation analysis is conducted to validate the theoretical analysis and the effectiveness of harmonic suppression in reducing torque pulsation and electromagnetic noise. An experimental platform is set up to analyze the current and electromagnetic noise results before and after applying the strategy. The results indicate that the control strategy constructed has a better suppression effect on the harmonic components of the main order of low frequency, and optimizes the low frequency noise characteristics of the motor.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; harmonic suppression; proportional resonance self disturbance rejection control; multi-physics field simulation; electromagnetic noise

0 引言

当前,凭借高功率密度、宽转速范围和较快的动态响应等优点,永磁同步电机(permanent magnet synchronous

motor, PMSM)已被广泛应用于工业伺服驱动、电动汽车和机器人等众多领域^[1]。其中车载永磁同步电机多采用逆变器驱动,而逆变器的非线性、电机反电动势波形非正弦等因素会使得永磁同步电机绕组电流中含有大量低频电流谐

收稿日期:2024-03-28

^{*} 基金项目:广西科技重大专项(2023AA09006)资助

波,这些谐波会导致电机产生转矩脉动,影响驱动系统控制性能并引发电机振动噪声,对整车的噪声、振动和舒适度(noise, vibration & harshness, NVH)性能带来挑战^[2-3]。

电机噪声主要分为3类:电磁噪声、机械噪声与空气动力噪声,其中电磁噪声为电机噪声的主要来源。近年来,国内外许多学者对抑制电机电磁噪声进行了研究,主要采用两类方法,一类是从电机结构设计方面入手,通过优化电机几何参数、极槽配合等方式降低振动噪声。文献[4-5]分别通过转子分段斜极与形状优化的方法来降低电磁力谐波从而削弱电磁噪声。文献[6]通过优化极槽配合对永磁电机的径向力和转矩脉动特性进行分析研究。通过结构设计方法可以从源头上减少电磁噪声,但需要考虑多种因素的综合影响,并且开发周期较长,而通过优化控制策略削弱电机输入端电流谐波来抑制噪声的方法成本较低,是目前的主流趋势。电流谐波抑制策略主要包括谐波电压补偿、多旋转PI控制、重复控制、比例谐振控制(proportional resonant, PR)^[7]、自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)等。廖勇等^[8]通过谐波注入方法优化谐波电流在早期的研究中做出了重要贡献,但采用多个旋转坐标系下的PI控制器,实现较为复杂。文献[9]利用遗传算法对定子谐波电流的幅值和相位角进行优化,显著减小了谐波电流的大小,进一步抑制了转矩脉动。文献[10]提出了基于自适应线性神经元方法的电流谐波抑制策略,此方法不需要谐波电流提取部分,易于实现。此外,还有部分学者利用自抗扰控制策略来对电机进行控制^[11-12],文献[13]提出了一种基于扩展状态观测器的电流谐波抑制策略,降低了谐波对电机产生的不良影响。文献[14]提出了一种综合运用矢量谐振和自抗扰控制器的方法,对特定频次的电流谐波更好的抑制,进一步提高了系统性能。传统的谐波抑制算法,如谐波注入等方法往往只能对某一特定频率的谐波进行抑制,同时谐波抑制效果较大程度依赖于电机模型的准确性。近年来,ADRC在电机系统中的运用大大提升了电机的运行性能,该方法作用于谐波抑制方面可以更为全面的抑制谐波,同时采取该方法可以提升电机系统的抗干扰能力与鲁棒性且不依赖于电机模型。但是由于其参数众多导致调节难度较大并且对于特定频次的谐波无法得到较好的抑制,需要对其进行改进,因此,本文中将其进行简化为线性自抗扰控制器并将其与优化的比例谐振技术相结合起来对谐波进行抑制。其次,从已有的文献来看,目前研究电流谐波抑制的文章虽多,但是往往未能与电磁噪声结合起来,需要更加深入的研究。

综上所述,本文以一款轻型电动车驱动用永磁同步电机为研究对象,提出了一种基于比例谐振自抗扰控制的PMSM控制方法来对5、7次电流谐波进行抑制,通过建立多物理场仿真模型证明了使用该谐波抑制方法能有效降低因低次谐波引起的转矩脉动与电磁噪声。最后,搭建了永磁同步样机试验平台进行电流谐波与噪声测试实验,对电机的电流与电磁噪声的频谱特征进行分析,验证了该理论

解析与仿真模型的准确性。

1 系统数学模型建立与电磁力分析

1.1 永磁同步电机数学模型

在永磁同步电机稳态运行情况下,由于逆变器非线性、反电动势波形畸变和开关压降等因素,使得电机电压中产生了大量的谐波成分,其中5、7次($6k \pm 1$)谐波较为突出,该谐波将产生($6k \pm 1$)转矩和电磁力谐波,恶化电机的声振性能。已知电机反电动势谐波和逆变器输出的电压谐波的谐波幅值会随谐波次数增大而减小,因此本文主要关注幅值较大的5和7次谐波,对更高次谐波进行了忽略。

永磁同步电机的定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_0 L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_0 (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; i_d 和 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; L_d 和 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; ψ_f 为永磁体磁链; R_s 为定子电阻; ω_0 为电机基波角频率。

在静态三相坐标系中,对电流谐波进行考虑,5和7次谐波分量幅值较高。5次谐波电压矢量以与基波电压矢量相反的 5ω 速度旋转,7次谐波电压矢量以 7ω 的速度与基波电压矢量同向旋转,再进行坐标变化即可得到三相电压变换到 d 、 q 轴的谐波电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = u_{d1}(\theta_1) + u_5 \cos(-6\omega_0 t + \theta_5) + u_7 \cos(6\omega_0 t + \theta_7) \\ u_q = u_{q1}(\theta_1) + u_5 \cos(-6\omega_0 t + \theta_5) + u_7 \cos(6\omega_0 t + \theta_7) \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{d1} 、 u_{q1} 为 d - q 同步旋转坐标系中基波电压分量。5、7次谐波电压会导致电机三相电流中产生相应的谐波分量。谐波电流矢量的旋转速度和方向与谐波电压矢量相同, d - q 电流方程可以表示如下:

$$\begin{cases} i_d = i_{d1} + i_5 \cos(-6\omega_0 t + \varphi_5) + i_7 \cos(6\omega_0 t + \varphi_7) \\ i_q = i_{q1} + i_5 \cos(-6\omega_0 t + \varphi_5) + i_7 \cos(6\omega_0 t + \varphi_7) \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_{d1} 和 i_{q1} 分别为 d - q 同步旋转坐标系中基波电流的 d 轴分量和 q 轴分量; i_5 和 i_7 分别为5和7次谐波电流的幅值; φ_5 和 φ_7 分别为5、7次谐波电流的初始相位角。

进一步的,可以得到转子同步坐标系下的电磁转矩方程如下:

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_0/p} = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

式中: P_{out} 为输出功率; p 为电机的极对数; T_e 为电磁转矩。通过式(4)可以看出,电流谐波与磁链谐波会直接影响电磁转矩,当 q 轴电流中含有6次谐波分量时,会直接导致6次转矩脉动,因此谐波分量的削弱对于抑制电机转矩脉动具有重要意义。

1.2 永磁同步电机数学模型

作用在定子齿面上的电磁力是电机振动与辐射噪声产生的主要原因^[15],通常情况下,电机气隙电磁力解析式采

用 Maxwell 应力张量法表示,径向与切向电磁力的表达式分别如下:

$$f_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2(\theta, t) - B_t^2(\theta, t)) \approx \frac{1}{2\mu_0} B_r^2(\theta, t) \quad (5)$$

$$f_t(\theta, t) = \frac{1}{\mu_0} B_r(\theta, t) B_t(\theta, t) \quad (6)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; $f_r(\theta, t)$ 与 $f_t(\theta, t)$ 分别为径向电磁力密度与切向电磁力密度; B_r 与 B_t 分别为径向气隙磁密与切向气隙磁密; θ 和 t 分别代表空间周期与时间周期。

负载运行时,气隙磁场一方面来自永磁体,一方面来自于电枢反应。气隙磁场的解析模型通常使用磁动势乘以磁导率的方法表示,通过线性叠加可以得到总的合成气隙磁密,下列为径向与切向磁密表达式:

$$B_r(\theta, t) = B_{PM_r}(\theta, t) + B_{arm_r}(\theta, t) = [F_{PM_r}(\theta, t) + F_{arm_r}(\theta, t)] \times \lambda_a \quad (7)$$

$$B_t(\theta, t) = B_{PM_t}(\theta, t) + B_{arm_t}(\theta, t) = [F_{PM_t}(\theta, t) + F_{arm_t}(\theta, t)] \times \lambda_a \quad (8)$$

式中: B_{PM} 和 B_{arm} 分别为永磁体磁场磁通量密度和定子电枢反应场磁通量密度; F_{PM} 和 F_{arm} 分别为永磁体磁动势和定子电枢磁动势; λ_a 为气隙相对磁导率。在考虑定子开槽效应后, λ_a 可以表示为:

$$\lambda_a = \lambda_0 + \sum_{\eta=1,2,3,\dots} \lambda_\eta \cos(\eta z \theta) \quad (9)$$

式中: λ_0 和 λ_η 为平均气隙磁导和 η 次气隙谐波磁导幅值; z 为定子槽数。

进一步的,永磁体磁动势与定子电枢磁动势可以分别表示如下:

$$F_{PM}(\theta, t) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos(\mu p \theta \pm \mu \omega_0 t) \quad (10)$$

$$F_{arm}(\theta, t) = \sum_v F_v \cos(v p \theta + s_v \omega_0 t) \quad (11)$$

式中: $F_{PM}(\theta, t)$ 和 $F_{arm}(\theta, t)$ 分别为永磁体磁动势与定子电枢磁动势; μ 与 v 为永磁体磁场与电枢磁场谐波阶数; $\mu = 2k + 1, k = 0, 1, 2, 3, \dots$; $v = 6t - 1, t = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。

将式(10)和(11)代入式(7)和(8)中,可以得到径向磁密和切向磁密各自的磁动势表达式,结合式(9)考虑开槽效应的影响,再将得到的结果分别代入式(5)和(6)中,即可整合得到永磁同步电机的径向电磁力与切向电磁力的表达式,分别如式(12)和(13)所示。

$$f_r(\theta, t) = \left[\sum_{\mu} F_{\mu r} \cos(\mu p \theta \pm \mu \omega_0 t) + \sum_v F_{vr} \cos(v p \theta + s_v \omega_0 t) \right]^2 \times \frac{1}{2\mu_0} \left[\lambda_0 + \sum_{\eta=1,2,3,\dots} \lambda_\eta \cos(\eta z \theta) \right]^2 =$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} F_{\mu_1} F_{\mu_2} \left\{ \cos[(\mu_1 + \mu_2) p \theta \pm (\mu_1 + \mu_2) \omega_0 t] + \cos[(\mu_1 - \mu_2) p \theta \pm (\mu_1 - \mu_2) \omega_0 t] \right\} \\ & + \sum_{v_1} \sum_{v_2} F_{v_1} F_{v_2} \left\{ \cos[(v_1 + v_2) v p \theta + (s_{v_1} + s_{v_2}) \omega_0 t] + \cos[(v_1 - v_2) v p \theta + (s_{v_1} - s_{v_2}) \omega_0 t] \right\} \\ & + 2 \left[\sum_{\mu} \sum_v F_{\mu} F_v \left\{ \cos[(\mu + v) p \theta \pm (\mu + s_v) \omega_0 t] + \cos[(\mu - v) p \theta \pm (\mu - s_v) \omega_0 t] \right\} \right] \end{aligned} \right\} \times$$

$$\frac{1}{2\mu_0} \left[\lambda_0 + \sum_{\eta=1,2,3,\dots} \lambda_\eta \cos(\eta z \theta) \right]^2 \quad (12)$$

$$f_t(\theta, t) = \left[\sum_{\mu} F_{\mu t} \cos(\mu p \theta \pm \mu \omega_0 t) + \sum_v F_{vt} \cos(v p \theta + s_v \omega_0 t) \right] \times \left[\sum_{\mu} F_{\mu t} \cos(\mu p \theta \pm \mu \omega_0 t) + \sum_v F_{vt} \cos(v p \theta + s_v \omega_0 t) \right] \times \frac{1}{\mu_0} \left[\lambda_0 + \sum_{\eta=1,2,3,\dots} \lambda_\eta \cos(\eta z \theta) \right]^2 \quad (13)$$

式中: s_v 取值为 1 与 -1, 并且相邻谐波取反, 当 v 取 5 时, s_v 为 -1。

通过上式可以看出,在只考虑永磁体磁场和电枢磁场相互作用产生的电磁力情况下,当 $\mu = v$ 时,对应的为 0 阶空间电磁力,此时电磁力所对应的电流频率为 $6k$ 倍,这也说明了电流谐波中的 5、7 次分量将会产生 6 倍基频的电磁力与电磁噪声。

通过对气隙磁场中的磁通密度进行计算,可以得到电磁力的特征分布如下。图 1 为样机气隙磁通密度的空间分布特征,对其进行傅里叶级数分解后结果如图 2 所示,根据谐波分布图可以看出,除去基波外,占比最大的为 5 和 7 次谐波,这也验证了上述谐波分析的正确性。

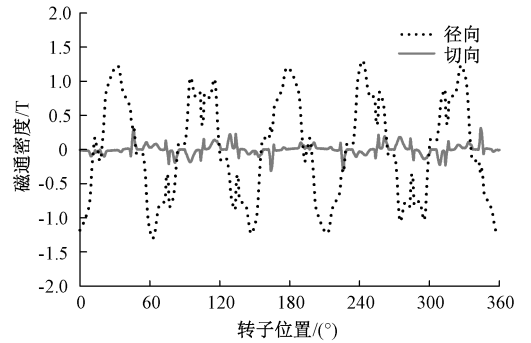


图 1 气隙磁密分布

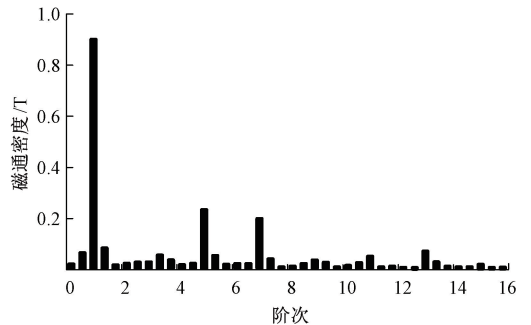


图 2 气隙磁密谐波分布

通过径向电磁力与切向电磁力式(12)与(13)可以看出电磁力波频率成分与径向是一致的。又同时由于电机控制器端对电磁力产生影响的主要原因是丰富且复杂的电流谐波,因此可以通过抑制三相电流中的谐波成分来对转矩脉动与电磁力进行削弱进而达到抑制电机电磁噪声的目的。

2 基于比例谐振自抗扰控制的电流谐波抑制原理与实现

2.1 传统电流环自抗扰控制器设计

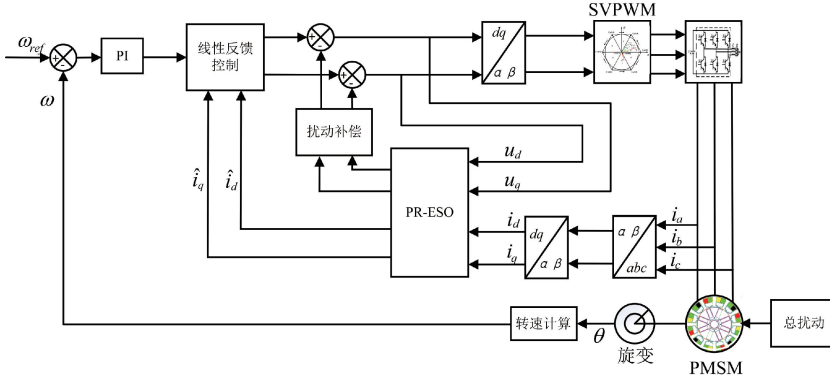
为了提高电机控制系统中电流环的动态响应、抗扰能力以及更好的抑制5、7次电流谐波,本文采用了基于比例谐振自抗扰(proportional resonant active disturbance rejection control, PR-ADRC)的电流环控制策略,其示意图与原理图如图3所示。首先对因电机中因逆变器死区效应、管压降等非线性特性以及永磁体磁链谐波引起的谐波扰动进行考虑,得到 $d-q$ 坐标系下PMSM的电流方程如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{\omega_0 L_q}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d} + \frac{di_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega_0 L_d}{L_q}i_d + \frac{u_q}{L_q} + \frac{di_q}{L_q} - \frac{\omega_0 \psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (14)$$

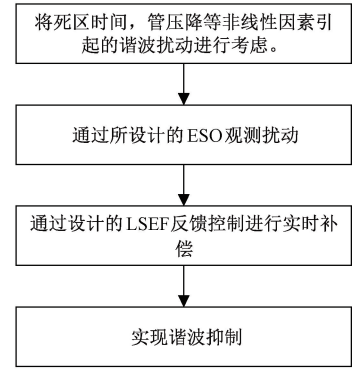
可以将方程进一步简化为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = f_{id} + b_d u_d \\ \frac{di_q}{dt} = f_{iq} + b_q u_q \end{cases} \quad (15)$$

式中: R_s 为定子电阻; L_d 与 L_q 分别为 d 轴电感和 q 轴电感; f_{id} 为 d 轴总扰动, f_{iq} 为 q 轴总扰动; $b_d = 1/L_d$, $b_q = 1/L_q$ 。



(a) 基于PR-ADRC的谐波抑制框图



(b) 基于PR-ADRC的谐波抑制原理图

图3 基于PR-ADRC的PMSM电流谐波抑制方法

根据上述信息即可以得出电流环的状态方程,选取 i_d 与 i_q 为状态变量 z_1 , d 轴总扰动与 q 轴总扰动为状态变量 z_2 ,参考电压 u_d 与 u_q 为控制变量 u ,即可得到状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_{1d} = z_{2d} + b_d u_d \\ \dot{\hat{z}}_{1q} = z_{2q} + b_q u_q \end{cases} \quad (16)$$

式中: \hat{z}_{1d} 与 \hat{z}_{1q} 为状态变量 z_{1d} 与 z_{1q} 的估计值,下文中用 \hat{z}_1 表示。

由式(14)和(15)可知, d 、 q 轴的电压、电流和电感波动均可视为系统的扰动来源。根据电流环状态方程,电流环采用ADRC算法, d 轴与 q 轴电流环扩张状态观测器(extended state observer, ESO)计算公式为:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \\ \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 + \beta_1 e_1 + b_0 u \\ \dot{\hat{z}}_2 = \beta_2 e_1 \end{cases} \quad (17)$$

式中: β_1 与 β_2 为增益参数; u 为参考电压 u_d 与 u_q ; b_0 为扰动增益系数; e_1 为状态误差。

经过ESO观测扰动后需要通过控制律对其进行补偿,再经过扰动补偿后方生成电压参考量,可知所设计的ADRC电流环控制器的 d 轴与 q 轴线性反馈部分(linear states error feedback control laws, LSEF)设计如下:

$$u = \frac{1}{b_0} [K_a (z_1^* - \hat{z}_1) - \hat{z}_2] \quad (18)$$

式中: K_a 为 d 、 q 轴的控制律增益; z_1^* 为闭环控制的输入参考量。

2.2 基于比例谐振自抗扰的电流环控制器设计

由于电机电流中含有大量的5、7次谐波,为了更好的消除特定次谐波,将准谐振控制器引入到ESO中,构成PR-ESO,以提升ESO对于特定频率阶次的谐波观测精度,从而实现更好的谐波抑制效果。本文所采用准谐振控制器的传递函数为:

$$G_r(s) = \frac{2k_r \omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_g^2} \quad (19)$$

式中: k_r 为谐振控制器增益; ω_b 为谐振控制器带宽; ω_g 为谐振角频率。为了便于谐振控制器的实现,需要对其进行离散化处理,针对常用的双线性变换导致的谐振频率偏移所造成的电流谐波抑制效果变差的问题,本文采取预修正双线性变换法对其变换从而进行改进,其变换公式为:

$$s = \frac{\omega_g}{\tan(\omega_g T_s/2)} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (20)$$

通过将式(20)带入式(19)整理可以得到离散域表达如下:

$$y(k) = a_0e(k) + a_1e(k-2) - c_0y(k-1) - c_1y(k-2)$$

(21)

其中各参数如下：

$$\begin{cases} a_1 = -a_0 \\ a_0 = \frac{K_r\omega_b\sin(\omega_gT_s)}{\omega_b\sin(\omega_gT_s) + \omega_g} \\ c_0 = \frac{-2\omega_g\cos(\omega_gT_s)}{\omega_b\sin(\omega_gT_s) + \omega_g} \\ c_1 = \frac{\omega_g - \omega_b\sin(\omega_gT_s)}{\omega_b\sin(\omega_gT_s) + \omega_g} \end{cases}$$

(22)

本文电机的主要谐波为 5、7 次谐波，因此将谐振控制器的 ω_g 设置为 6ω ，当为 1 000 r/min 时，对应为 500 Hz。通过谐振控制器对 5、7 次谐波分量进行抑制，采取预修正双线性变换法对谐振控制器改进后可以实现更精准的谐波抑制，其效果如图 4 所示，分析可得采取预修正后谐振点相较于采取传统双线性变换，频率点未发生偏移，对关键阶次谐波抑制效果更好。

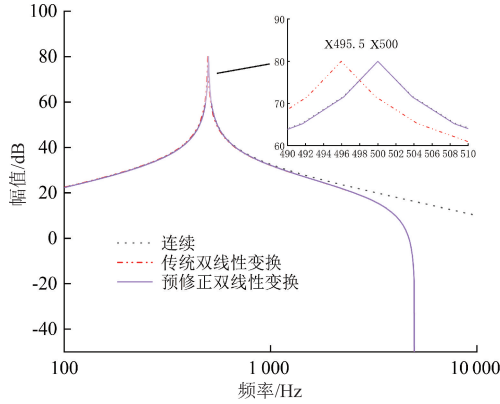


图 4 谐振幅频特性曲线

同时可以改变 ω_g 的大小来对其他阶次谐波进行抑制，经过改进后的 PR-ESO 的计算式如下：

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \\ \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 + b_0u \\ \dot{\hat{z}}_2 = \beta_1\dot{e}_1 + \beta_2[1 + G_r(s)s]e_1 \end{cases}$$

(23)

式中： β_1 与 β_2 为观测器参数。 $\beta_1 = 2 \times \omega_a$ ， $\beta_2 = \omega_a^2$ ， ω_a 为观测器带宽。经过改进的电流环 PR-ESO 与传统 ESO 示意图如图 5 所示，对比图 5(a)与(b)，可以看出 PR-ESO 相较于传统的电流环 ESO，加入了改善的谐振控制，对特定频次的谐波可以更好地进行抑制，相比传统的 ADRC 控制对电流谐波抑制效果更好。本文中，综合考虑谐波抑制与系统稳定性的影响，得到的参数选择如下： $\omega_a = 3\,800\text{ rad/s}$ ， $k_r = 0.02$ ， $\omega_b = 30$ ， $k_a = 900\text{ rad/s}$ 。

3 电流谐波抑制与噪声优化仿真分析

为了验证所设计的控制器的有效性，本文以一款 12 槽 10 极车用永磁同步电机为研究对象，首先建立 Simulink

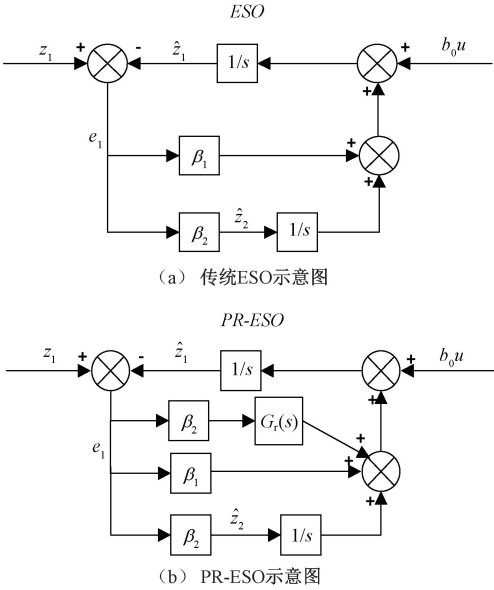


图 5 改进前后的 ESO 示意图

仿真模型进行电流分析，其次为了解析谐波电流对电机的转矩脉动与噪声特性的影响，在 JMAG 电磁仿真软件建立了考虑谐波电流的二维电磁分析模型与三维结构模型仿真模型进行分析，如图 6 所示，电机的基本性能参数如表 1 所示。仿真时将电机转速设定为 1 000 r/min，并对电机施加 8 N·m 的负载，此时电机的基频为 83.3 Hz， $6f_0$ 所对应的频率为 500 Hz。

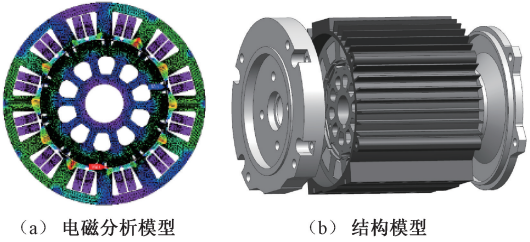


图 6 永磁同步电机仿真模型

表 1 样机部分关键参数

| 参数 | 数值/单位 | 参数 | 数值/单位 |
|------|--------------|-------|------------|
| 槽数 | 12 | 额定转矩 | 8(N·m) |
| 级数 | 10 | 磁通密度 | 0.182 7 Wb |
| 额定转速 | 2 000(r/min) | 定子电阻 | 0.17 Ω |
| 额定功率 | 3 kW | d 轴电感 | 1.2 mH |
| 死区时间 | 8 μs | q 轴电感 | 3.4 mH |

3.1 谐波电流抑制分析

为了验证本文所设计方法对电流谐波的抑制能力，采取 PI、线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)、基于神经网络的谐波注入策略、PR-ADRC 4 种方法进行对比分析，仿真结果中 A 相电流时域分布如图 7 所示，对其进行 FFT 分析，可以得到 A 相电流

的频域分布如图8所示。经过分析可以看出,在只采用PI控制而未加入谐波抑制策略时,三相电流中谐波含量丰富,电流中5、7次谐波幅值较大,通过LADRC控制时,5、7次谐波得到一定的抑制,但效果不够理想,而在采取本文进行改进后的PR-ADRC策略与基于神经网络谐波注入策略对5、7次谐波得到了较好的抑制,正弦度有了明显的提升。采用PR-ADRC相较于PI控制,5与7次谐波含量降低了91.4%与86.4%,相比于LADRC分别降低了76.6%与82.8%。PR-ADRC策略相较于基于神经网络谐波注入策略对5、7次谐波的抑制效果差别不大,但是PR-ADRC策略对于低频谐波的其他阶次也有抑制效果,THD值相较于谐波注入方法也略有下降,体现了所设计方法抑制谐波的全局性。同时由于ADRC的运用,PR-ADRC相较于PI控制的谐波电流抑制方法拥有更好的抗扰性能。

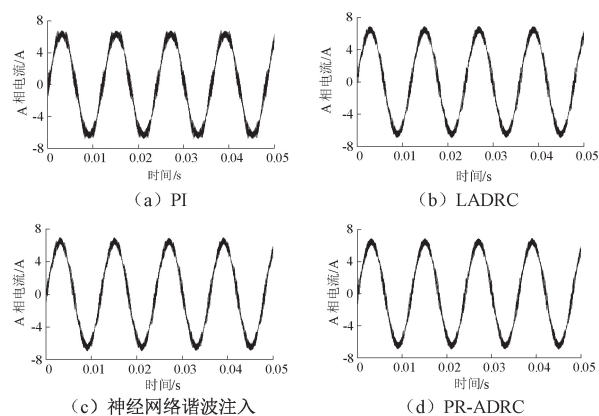


图7 A相电流时域分布

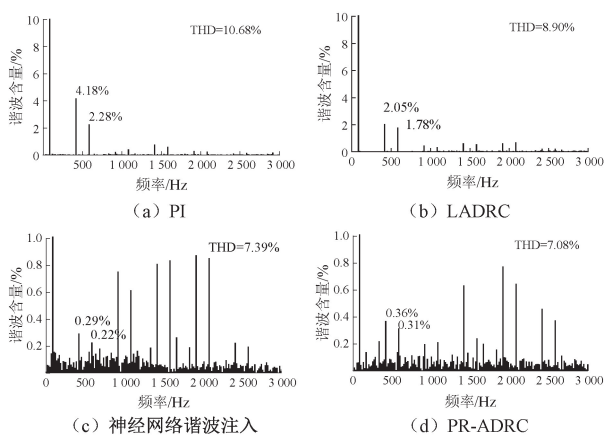


图8 A相电流频域分布

3.2 电磁噪声优化分析

通过上述的对比分析,可以体现出该方法的优势以及对谐波抑制的可行性。为了更好的分析采用PR-ADRC谐波抑制策略后对电机系统的影响,通过JMag电磁仿真软件建立了永磁同步电机电磁有限元模型,对电流谐波抑制前后对输出转矩和电磁噪声的影响进行分析研究,计算流程如图9所示。

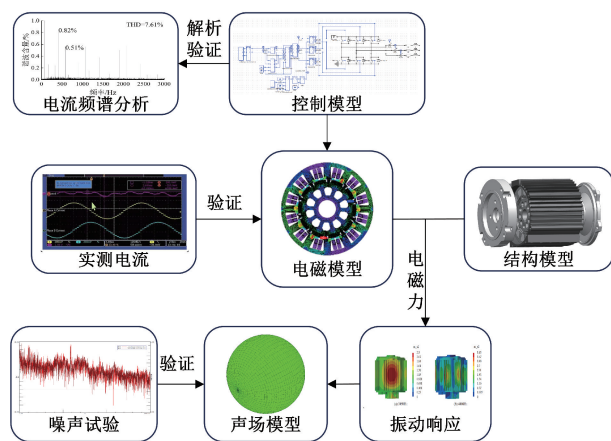


图9 电机噪声分析流程

首先分析谐波分量对转矩脉动产生的影响,在采取PR-ADRC算法对谐波电流分量抑制后,对抑制前后转矩谐波进行FFT计算,结果如图10所示。

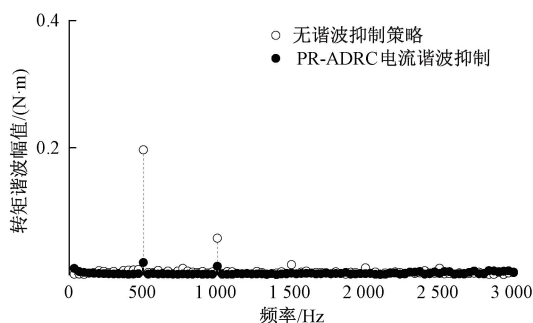


图10 转矩脉动频域分布

可见由5、7次谐波所产生的 $6f_0$ 阶次的转矩谐波分量抑制效果明显,从 $0.197\text{ N}\cdot\text{m}$ 降低到了 $0.0192\text{ N}\cdot\text{m}$,削弱了90%以上。

5和7次谐波电压和谐波电流分量,同时也会恶化电机的电磁噪声。在本文中,永磁同步电机的极对数为5,相对应的5和7次谐波电流会对电机噪声的30阶产生恶化效果。在电机转速为 1000 r/min 与 2000 r/min 的情况下,30阶噪声频率对应的分别为 500 Hz 与 1000 Hz 。在JMag电磁仿真软件中,首先进行二维电磁分析与计算,将得到的电磁计算结果导入三维结构模型,建立球壳声场边界条件,即可对其声响应进行频谱分析,噪声仿真结果如图11所示。对图11(a)与(b)分析可以看出在采用本文设计的电流谐波抑制策略以后,在给定工况下30阶的电磁噪声都有明显的下降,在 1000 r/min 与 $8\text{ N}\cdot\text{m}$ 的工况下30阶噪声从 52.93 dB 下降到了 49.01 dB ,削弱了 3.92 dB ,在 2000 r/min 与 $8\text{ N}\cdot\text{m}$ 的工况下从 68.42 dB 下降到了 64.77 dB ,削弱了 3.65 dB ,可知谐波的抑制会对所对应的噪声特性带来优化,证明了上述理论解析的正确性。

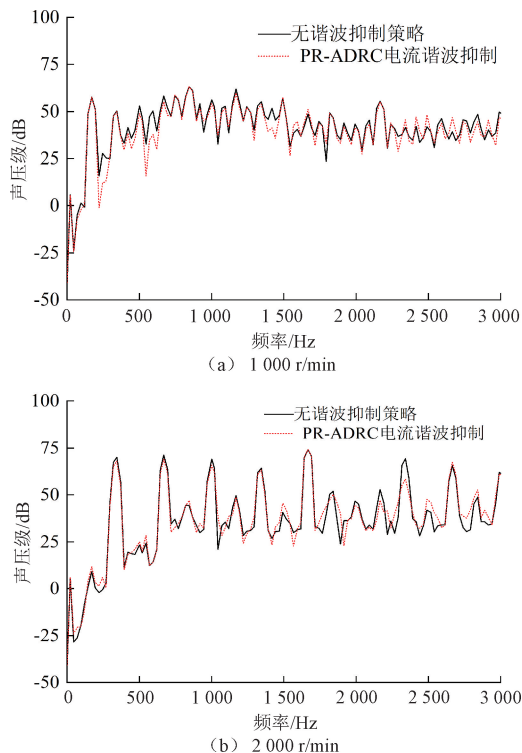


图 11 负载工况下的噪声声压级频域分布

4 样机测试平台与实验验证

4.1 样机测试平台搭建

为了验证所设计的 PR-ADRC 电流谐波抑制策略对电流谐波与转矩脉动、电磁噪声的抑制与优化效果,本文选用一款电动汽车后桥驱动 12 槽/10 极永磁同步样机,并建立了相应的样机实验平台如图 12 所示,同时,为与仿真形成对比验证,在试验过程中,仍采用 1 000 r/min, 8 N·m 的工况进行测试,其他参数与前文保持一致。



图 12 实验与测试平台

试验系统使用 DSP-TMS320F28335 作为控制系统核心,采用磁粉测功机实现扭矩加载,并通过电池模拟器提供 300 V-3 kW 直流电源。在实验过程中,相电流信号通过 LEM(LA55-P)电流传感器采集;同时为了对噪声信号进行收集,使用麦克风进行测量,噪声采集时将 Head SQuadriga II 与测试麦克风放置在电机壳体上方 35 cm 处。最后使用 LMS Test. Lab 多通道测试设备与分析系

统以实现噪声数据的实时处理。

4.2 电流谐波抑制与噪声优化效果验证

图 13 与 14 分别为 1 000 r/min, 8 N·m 的试验工况下,采取 4 种方法的电流时域与频域分析图,可见在试验工况下采取 PR-ADRC 控制 5、7 次谐波电流仍然得到了较好的抑制,同时验证了所设计的 PR-ADRC 谐波抑制策略的可行性。

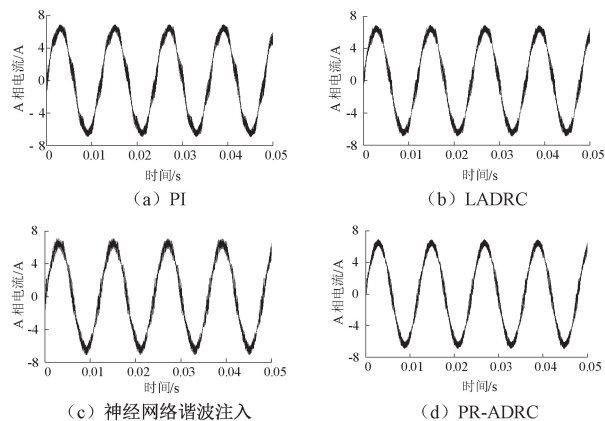


图 13 试验工况 A 相电流时域分布

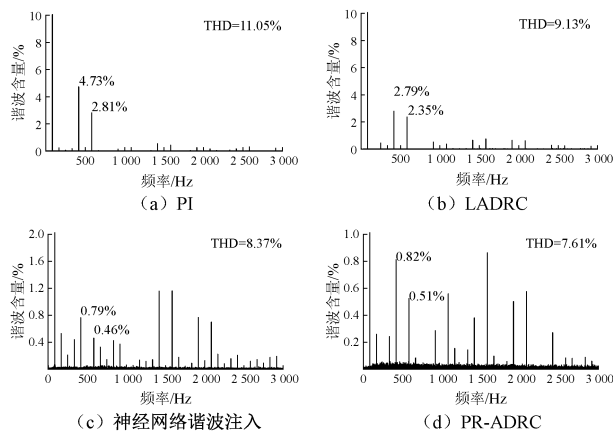
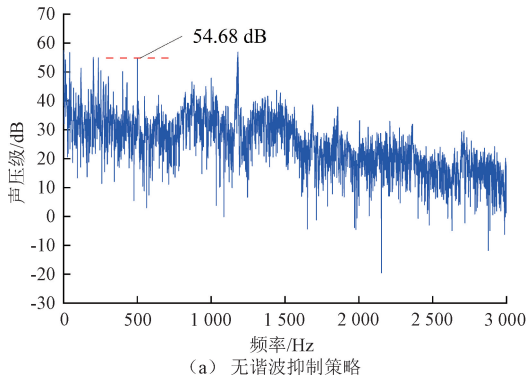
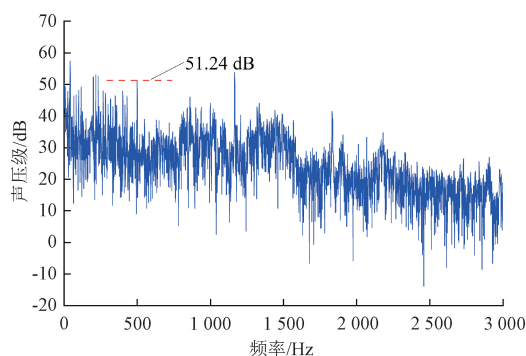


图 14 试验工况 A 相电流频域分布

图 15(a)与(b)给出了试验工况下的噪声频谱数据,可知在选定工况下,谐波抑制后在 500 Hz 处的 30 阶噪声得到了抑制,从 54.68 dB 降至 51.24 dB,削弱了 3.44 dB,证



(a) 无谐波抑制策略



(b) PR-ADRC抑制策略

图15 试验工况下噪声声压级频域分布

明了采取了所设计的 PR-ADRC 谐波抑制策略后,由 5、7 次谐波影响的低频噪声得到了优化,同时也验证了本文建立的多物理场仿真模型的准确性。

5 结 论

本文以一款轻型电动车驱动用永磁同步电机为研究对象,提出了一种基于比例谐振自抗扰控制的电机控制策略,通过对电流 5、7 次谐波进行抑制以达到降低转矩脉动和噪声优化的目的。建立了“机-电-磁-控”协同仿真模型对电机电流谐波抑制前后的转矩脉动与电磁噪声的频谱特性进行分析,最后通过样机实验,验证了理论分析和协同仿真模型的准确性。结果表明,本文所设计的 PR-ADRC 电机控制策略,在与 PI、LADRC 与基于神经网络优化的谐波注入 3 种方法对比下,能够较好的抑制低频谐波。其次采取该方法优化后的 6 倍基频处的转矩脉动幅值降低了 90% 以上,在试验工况下采用该策略后 30 阶噪声降低了 3.44 dB,有效地降低了因电流谐波导致的低频噪声,提升了电机的 NVH 性能。

参考文献

- [1] 郑江,代颖,石坚. 车用永磁同步电机的电磁噪声特性[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 53-59.
- [2] LIN F, ZUO S G, DENG W Z, et al. Modeling and analysis of electromagnetic force, vibration, and noise in permanent-magnet synchronous motor considering current harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7455-7466.
- [3] 邱子桢,陈勇,康洋,等. 电动汽车驱动永磁同步电机声品质预测研究[J]. 噪声与振动控制, 2020, 40(2): 146-151.
- [4] WANG X Y, SUN X B, GAO P. Study on the effects of rotor-step skewing on the vibration and noise of a PMSM for electric vehicles[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(1): 131-138.
- [5] LIN F, ZUO S G, DENG W Z, et al. Reduction of vibration and acoustic noise in permanent magnet

synchronous motor by optimizing magnetic forces[J]. Journal of Sound and Vibration, 2018, 429: 193-205.

- [6] VALAVI M, NYSVEEN A, NILSEEN R, et al. Influence of pole and slot combinations on magnetic forces and vibration in low-speed PM wind generators[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 50(5): 1-11.
- [7] 张海洋,许海平,方程,等. 基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 41-51.
- [8] 廖勇,甄帅,刘刃,等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119-127.
- [9] LAI C, FENG G, IYER K L V, et al. Genetic algorithm-based current optimization for torque ripple reduction of interior PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4493-4503.
- [10] WANG L, ZHU Z Q, BIN H, et al. Current harmonics suppression strategy for PMSM with nonsinusoidal back-EMF based on adaptive linear neuron method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(11): 9164-9173.
- [11] 匡萃璋,汪华章. 一种非线性自抗扰控制的 PMSM 速度控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2022, 45(8): 35-40.
- [12] 黄朝志,孙燕文,张文进. 基于自适应趋近律和扰动观测器的开关磁阻电机控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(22): 32-40.
- [13] XU Y X, ZHENG B Y, WANG G, et al. Current harmonic suppression in dual three-phase permanent magnet synchronous machine with extended state observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12166-12180.
- [14] WANG Z, ZHAO J W, WANG L J, et al. Combined vector resonant and active disturbance rejection control for PMSLM current harmonics suppression[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(9): 5691-5702.
- [15] LI X H, ZHANG L F, YING H L, et al. Study of suppression of vibration and noise of PMSM for electric vehicles[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(7): 1274-1282.

作者简介

李佳润,硕士研究生,主要研究方向为新能源汽车电驱动系统振动噪声。

E-mail:1927436950@qq.com

陈勇(通信作者),博士,教授,主要研究方向为汽车动力传动系统 CAE 设计与分析。

E-mail:chenyong1585811@163.com